

SISTEMAS DE INSTRUMENTACIÓN MODULADOS (I) CONCEPTOS BÁSICOS

⇒ *Por sistema de instrumentación modulado se entiende todo aquel en el que las variaciones de la magnitud física que se pretende medir se convierten en variaciones de alguna propiedad (amplitud, frecuencia o fase) de una señal eléctrica generada por el propio sistema de instrumentación, a la que denominaremos señal **portadora**. La utilización de modulación en sistemas de instrumentación electrónica puede venir impuesta por características específicas del transductor, o puede introducirse voluntariamente en un sistema para aprovechar las ventajas que ofrece, como veremos a continuación.*

VENTAJAS DE LOS SISTEMAS DE INSTRUMENTACIÓN MODULADOS

La modulación, al permitirnos desplazar a voluntad el espectro de la señal correspondiente a la magnitud física medida (que en lo sucesivo denominaremos **banda base**), ofrece una serie de ventajas importantes:

- Posibilidad de transmitir las señales obtenidas de varios sensores simultáneamente por un único medio físico.
- Posibilidad de adaptar el espectro de las señales para su transmisión por distintos medios físicos.
- Desplazamiento del espectro de la señal a zonas libres de ruido.
- Eliminación de los efectos de los errores D.C. de los amplificadores.

Aunque existen diferentes tipos de modulación (según que propiedades de la portadora se modifiquen), nosotros nos limitaremos a estudiar la **modulación de amplitud** y la **modulación de frecuencia**, por ser las más importantes en los sistemas de instrumentación.

SISTEMAS DE INSTRUMENTACIÓN MODULADOS (II) SISTEMAS DE MODULACIÓN DE AMPLITUD (I)

⇒ *La modulación de amplitud (A.M.) consiste en modificar la amplitud de la señal portadora en función del valor de la señal moduladora (magnitud física que se quiere medir).*

- Portadora: $V_p(t) = A_p \cos(\omega_p t)$
- Señal moduladora: $V_M(t) = A_M X(t)$, $|X(t)| \leq 1$

- Señal modulada:

También puede ponerse la señal modulada como:

donde m es el **índice de modulación**.

Veamos ahora las señales (portadora, señal moduladora y señal modulada) en el dominio de la frecuencia:

SISTEMAS DE INSTRUMENTACIÓN MODULADOS (III)

SISTEMAS DE MODULACIÓN DE AMPLITUD (II)

⇒ *El espectro que vimos en la transparencia anterior corresponde a un tipo particular de modulación, denominado modulación de amplitud con doble banda lateral y portadora. En esencia, existen tres tipos de modulación de amplitud, según las componentes espectrales presentes en la señal modulada.*

TIPOS DE MODULACIÓN DE AMPLITUD

- A.M. en Doble Banda Lateral con Portadora.

- A.M. en Doble Banda Lateral con Portadora Suprimida.

- A.M. en Banda Lateral Única.

De estas formas de modulación, la eficiencia en la utilización del espectro y la potencia disponibles crece de la primera hacia la última, pero también lo hace la complejidad de la modulación y demodulación necesarias. En los sistemas de instrumentación electrónica, dado que rara vez se tienen problemas de espectro o potencia disponibles, se utilizan únicamente las dos primeras.

SISTEMAS DE INSTRUMENTACIÓN MODULADOS (IV) SISTEMAS DE MODULACIÓN DE AMPLITUD (III)

⇒ *Una vez que ya hemos analizado las características de la modulación de amplitud, veamos un **circuito modulador**, capaz de modular la señal procedente de la magnitud física que queremos medir sobre una portadora.*

EL MULTIPLICADOR ANALÓGICO COMO MODULADOR DE AMPLITUD

Este circuito nos permite obtener directamente una señal modulada en amplitud con doble banda lateral y portadora suprimida (DBL). Si se quiere obtener una modulación con portadora, habrá que añadir el término correspondiente, $\cos(\omega_p t)$.

UN EJEMPLO: EL MULTIPLICADOR ANALÓGICO AD633 (I)



Low Cost
Analog Multiplier

AD633

FEATURES

- 4-Quadrant Multiplication
- Low Cost 8-Lead Package
- Complete—No External Components Required
- Laser-Trimmed Accuracy and Stability
- Total Error within 2% of FS
- Differential High Impedance X and Y Inputs
- High Impedance Unity-Gain Summing Input
- Laser-Trimmed 10 V Scaling Reference

APPLICATIONS

- Multiplication, Division, Squaring
- Modulation/Demodulation, Phase Detection
- Voltage Controlled Amplifiers/Attenuators/Filters

PRODUCT DESCRIPTION

The AD633 is a functionally complete, four-quadrant, analog multiplier. It includes high impedance, differential X and Y inputs and a high impedance summing input (Z). The low impedance output voltage is a nominal 10 V full scale provided by a buried Zener. The AD633 is the first product to offer these features in modestly priced 8-lead plastic DIP and SOIC packages.

The AD633 is laser calibrated to a guaranteed total accuracy of 2% of full scale. Nonlinearity for the Y input is typically less than 0.1% and noise referred to the output is typically less than 100 μV rms in a 10 Hz to 10 kHz bandwidth. A 1 MHz bandwidth, 20 V/ μs slew rate, and the ability to drive capacitive loads make the AD633 useful in a wide variety of applications where simplicity and cost are key concerns.

The AD633's versatility is not compromised by its simplicity. The Z-input provides access to the output buffer amplifier, enabling the user to sum the outputs of two or more multipliers, increase the multiplier gain, convert the output voltage to a current, and configure a variety of applications.

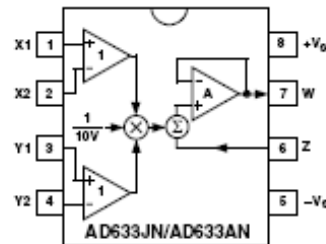
The AD633 is available in an 8-lead plastic DIP package (N) and 8-lead SOIC (R). It is specified to operate over the 0°C to 70°C commercial temperature range (J Grade) or the -40°C to +85°C industrial temperature range (A Grade).

REV. E

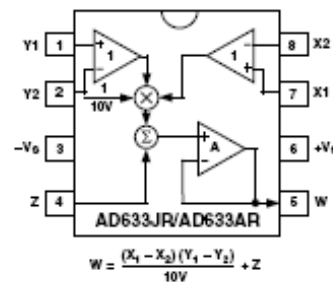
Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

CONNECTION DIAGRAMS

8-Lead Plastic DIP (N) Package



8-Lead Plastic SOIC (RN-8) Package



PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD633 is a complete four-quadrant multiplier offered in low cost 8-lead plastic packages. The result is a product that is cost effective and easy to apply.
2. No external components or expensive user calibration are required to apply the AD633.
3. Monolithic construction and laser calibration make the device stable and reliable.
4. High (10 M Ω) input resistances make signal source loading negligible.
5. Power supply voltages can range from ± 8 V to ± 18 V. The internal scaling voltage is generated by a stable Zener diode; multiplier accuracy is essentially supply insensitive.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 www.analog.com
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 2002

UN EJEMPLO: EL MULTIPLICADOR ANALÓGICO AD633 (II)

AD633

the basis of voltage controlled integrators and oscillators as will be shown later in this Applications section. The transfer function of this circuit has the form

$$I_O = \frac{1}{R} \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} \quad (7)$$

Linear Amplitude Modulator

The AD633 can be used as a linear amplitude modulator with no external components. Figure 10 shows the circuit. The carrier and modulation inputs to the AD633 are multiplied to produce a double-sideband signal. The carrier signal is fed forward to the AD633's Z input where it is summed with the double-sideband signal to produce a double-sideband with carrier output.

Voltage Controlled Low-Pass and High-Pass Filters

Figure 11 shows a single multiplier used to build a voltage controlled low-pass filter. The voltage at output A is a result of filtering, E_C . The break frequency is modulated by E_C , the control input. The break frequency, f_2 , equals

$$f_2 = \frac{E_C}{(20V)\pi RC} \quad (8)$$

and the rolloff is 6 dB per octave. This output, which is at a high impedance point, may need to be buffered.

The voltage at output B, the direct output of the AD633, has same response up to frequency f_1 , the natural breakpoint of RC filter,

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (9)$$

then levels off to a constant attenuation of $f_1/f_2 = E_C/10$.

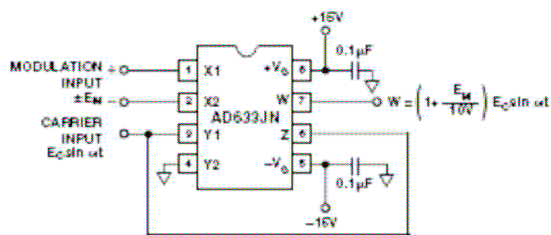


Figure 10. Linear Amplitude Modulator

For example, if $R = 8 \text{ k}\Omega$ and $C = 0.002 \text{ }\mu\text{F}$, then output A has a pole at frequencies from 100 Hz to 10 kHz for E_C ranging from 100 mV to 10 V. Output B has an additional zero at 10 kHz (and can be loaded because it is the multiplier's low impedance output). The circuit can be changed to a high-pass filter Z interchanging the resistor and capacitor as shown in Figure 12.

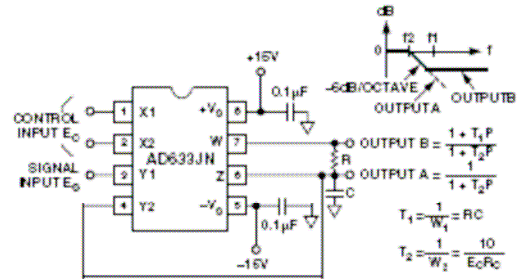


Figure 11. Voltage Controlled Low-Pass Filter

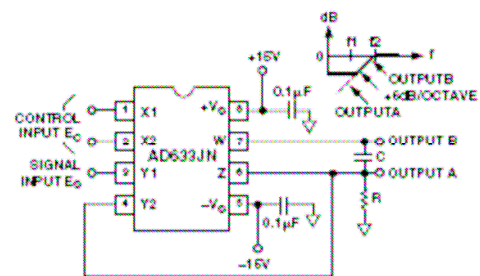


Figure 12. Voltage Controlled High-Pass Filter

Voltage Controlled Quadrature Oscillator

Figure 13 shows two multipliers being used to form integrators with controllable time constants in second order differential equation feedback loop. R2 and R5 provide controlled current output operation. The currents are integrated in capacitors C1 and C2, and the resulting voltages at high impedance are applied to the X inputs of the "next" AD633. The frequency control input, E_C , connected to the Y inputs, varies the integrator gains with a calibration of 100 Hz/V. The accuracy is limited by the Y input offsets. The practical tuning range of this circuit is 100:1. C2 (proportional to C1 and C3), R3, and R4 provide regenerative feedback to start and maintain oscillation. The diode bridge, D1 through D4 (1N914s), and Zener diode D5 provide economical temperature stabilization and amplitude stabilization at $\pm 8.5 \text{ V}$ by degenerative damping. The output from the second integrator ($10 \text{ V sin } \omega t$) has the lowest distortion.

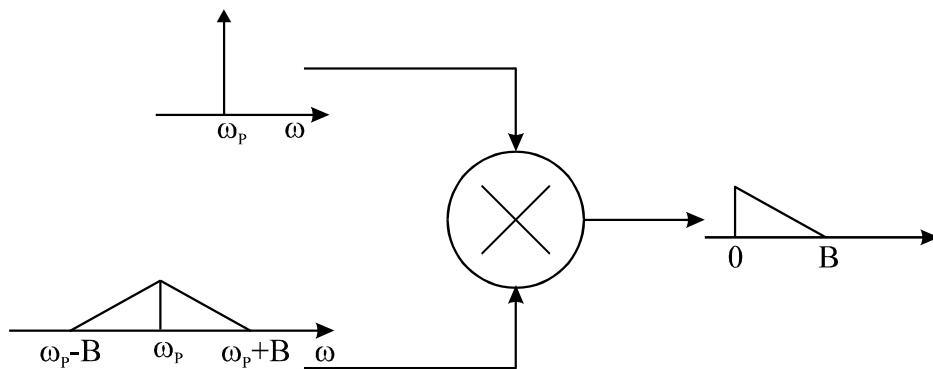
AGC AMPLIFIERS

Figure 14 shows an AGC circuit that uses an rms-to-dc converter to measure the amplitude of the output waveform. The AD633 and A1, 1/2 of an AD712 dual op amp, form a voltage controlled amplifier. The rms-to-dc converter, an AD736, measures the rms value of the output signal. Its output drives A2, an integrator/comparator whose output controls the gain of the voltage controlled amplifier. The 1N4148 diode prevents the output of A2 from going negative. R8, a 50 k Ω variable resistor, sets the circuit's output level. Feedback around the loop forces the voltages at the inverting and noninverting inputs of A2 to be equal, thus the AGC.

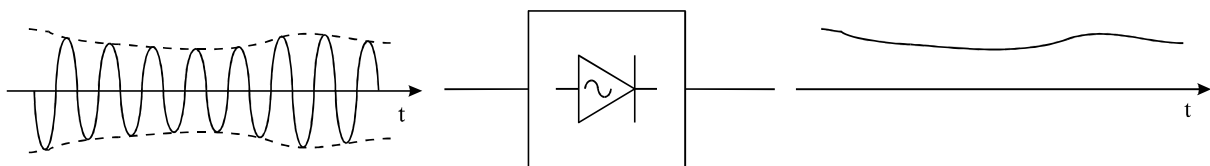
SISTEMAS DE INSTRUMENTACIÓN MODULADOS (V) SISTEMAS DE MODULACIÓN DE AMPLITUD (IV)

⇒ Una vez que hemos visto como se consigue una señal modulada en amplitud, veamos como se obtiene un **circuito demodulador** para recuperar la señal original.

DEMODULADOR DE AM SÍNCRONO: EL MULTIPLICADOR ANALÓGICO COMO DEMODULADOR DE AMPLITUD



DEMODULADOR DE AM POR DETECCIÓN DE ENVOLVENTE

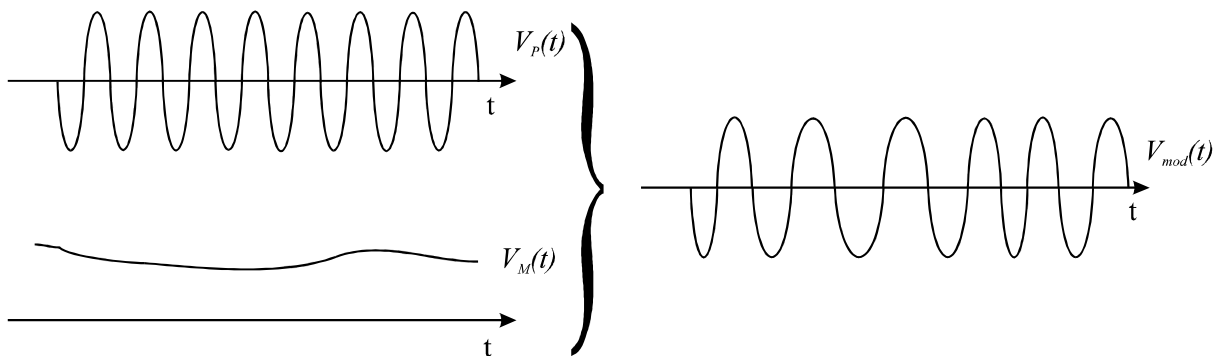


Este último método es más sencillo y económico, pero presenta el inconveniente de ser sólo aplicable al caso de modulación A.M. con doble banda lateral y **portadora**.

SISTEMAS DE INSTRUMENTACIÓN MODULADOS (VI) SISTEMAS DE MODULACIÓN EN FRECUENCIA (I)

⇒ La modulación en frecuencia (F.M.) consiste en modificar la frecuencia de la señal portadora en función del valor de la señal moduladora (magnitud física que se quiere medir).

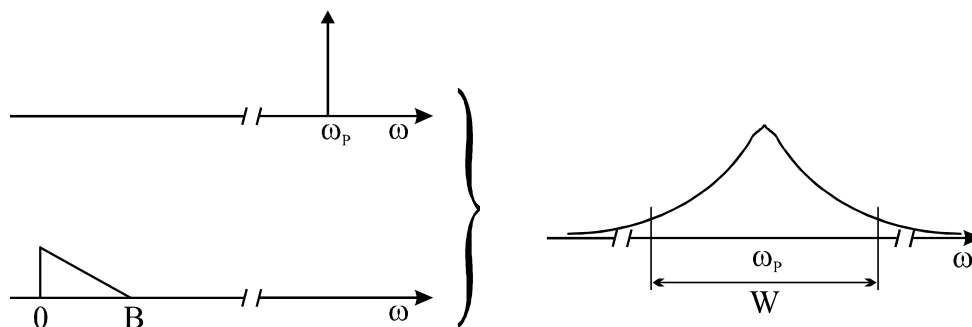
- Portadora: $V_p(t) = A_p \cos(\omega_p t)$
- Señal moduladora: $V_M(t) = A_M X(t)$, $|X(t)| \leq 1$



- Señal modulada: $V_{\text{mod}}(t) = A_p \cos[(\omega_p + \Delta f X(t))t]$

donde Δf tiene dimensiones de s^{-1} (Hz), y se denomina desviación en frecuencia.

⇒ En sentido riguroso, una señal modulada en F.M. ocupa un espectro infinito, pero en la práctica, puede limitarse éste a $W=2(B+\Delta f)$ sin pérdidas significativas de información (Regla de Carson).



SISTEMAS DE INSTRUMENTACIÓN MODULADOS (VII)

SISTEMAS DE MODULACIÓN EN FRECUENCIA (II)

⇒ La modulación en frecuencia (F.M.) presenta varias diferencias importantes con la modulación de amplitud (A.M.).

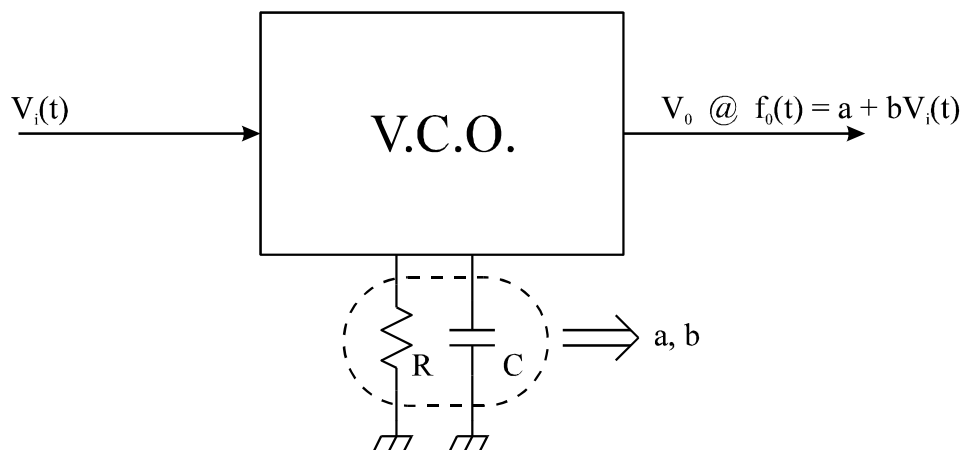
COMPARACIÓN ENTRE A.M. Y F.M.

- Para un mismo ancho de banda, B , de la señal moduladora, el espectro ocupado por la señal modulada en frecuencia es mayor.
- Una señal modulada en frecuencia no se ve afectada por las no linealidades de los amplificadores.
- Una señal modulada en frecuencia es menos sensible a picos y ruidos espúreos que una modulada en amplitud.

SISTEMAS DE INSTRUMENTACIÓN MODULADOS (VIII) SISTEMAS DE MODULACIÓN EN FRECUENCIA (III)

⇒ Una vez que ya hemos analizado las características de la modulación en frecuencia, veamos un **circuito modulador en frecuencia**, capaz de generar una señal cuya frecuencia varía linealmente con la tensión de entrada.

CIRCUITO MODULADOR EN FRECUENCIA MEDIANTE UN V.C.O. ("VOLTAGE CONTROLLED OSCILATOR")



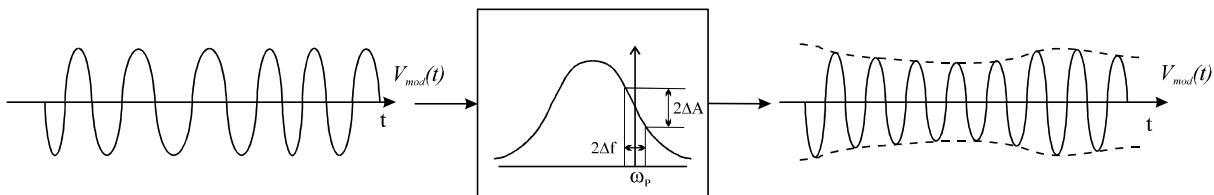
Aunque la implementación práctica puede variar según el rango de frecuencias de trabajo, en esencia, un V.C.O. entrega a su salida una frecuencia dependiente de la tensión de entrada, según una función que puede ajustarse mediante uno o varios componentes externos (R y C en la figura).

SISTEMAS DE INSTRUMENTACIÓN MODULADOS (IX) SISTEMAS DE MODULACIÓN EN FRECUENCIA (IV)

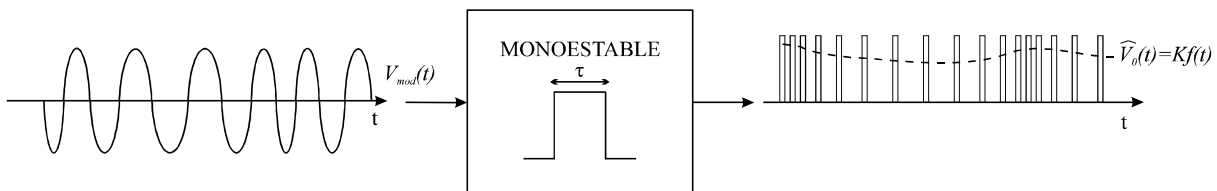
⇒ Una vez que hemos visto como se obtiene una señal modulada en frecuencia, veamos como puede realizarse un **circuito demodulador** para recuperar la señal original.

DEMODULADORES DE F.M.

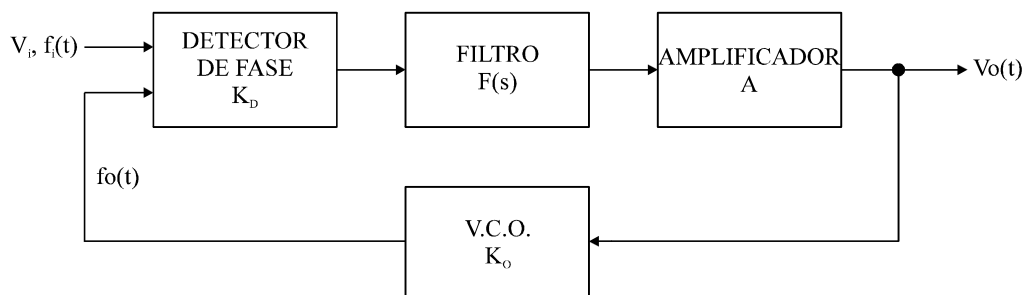
- **Discriminadores:** se basan en convertir la modulación en frecuencia en una modulación en amplitud.



- **Demoduladores por pulsos síncronos:** generan una señal de impulsos de valor medio proporcional a la frecuencia instantánea de la señal de entrada.



- **PLL's ("Phase Locked Loop"):** son circuitos analógicos de propósito general capaces de generar una señal que sigue la frecuencia instantánea de la señal de entrada, lo que permite utilizarlos como demoduladores de frecuencia.

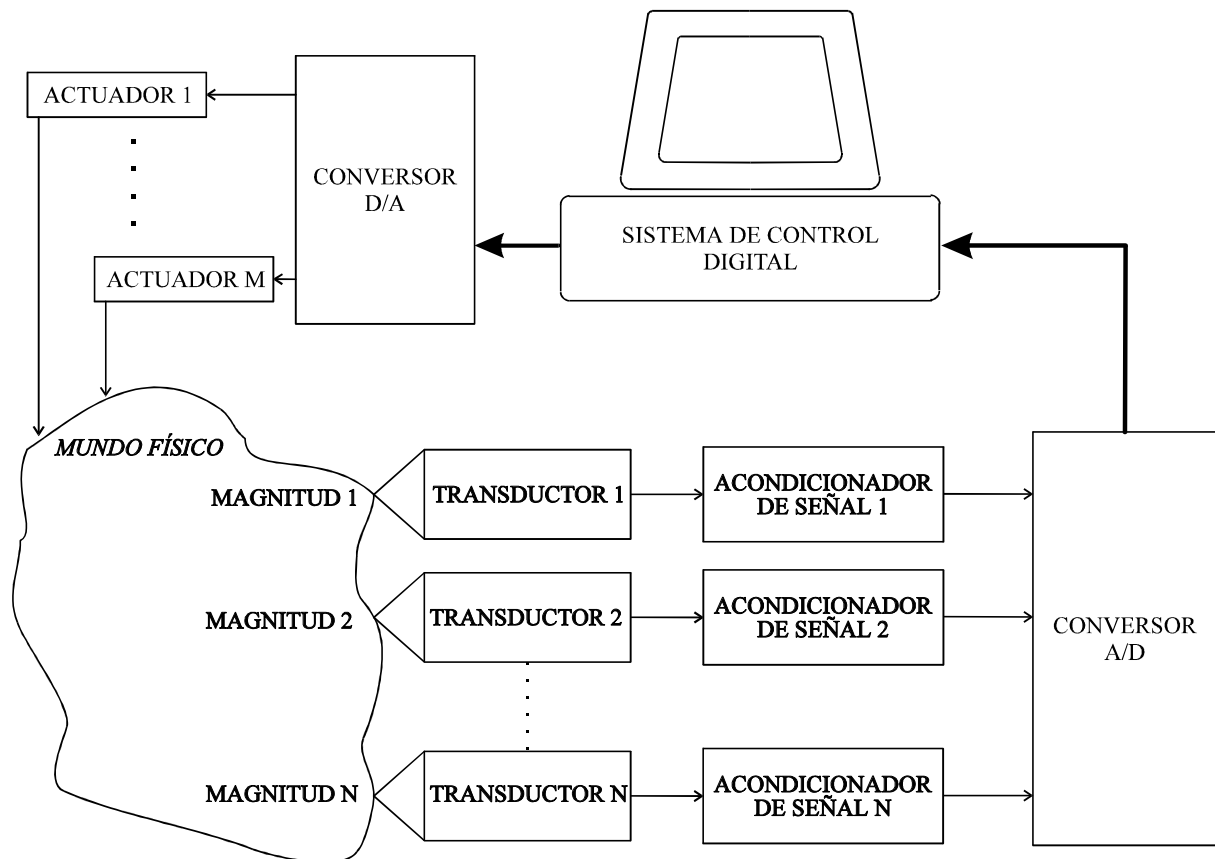


Bucle enganchado: $f_o(t) = f_i(t) \Rightarrow V_o(t) = \frac{1}{K_o} f_i(t)$

CONVERSIÓN ANALÓGICO-DIGITAL (I)

INTRODUCCIÓN

⇒ Cada vez es más habitual que los resultados de la medida de una o varias magnitudes físicas, se pasen a un **sistema de control digital**, para su almacenamiento y posterior utilización. Los conversores analógico-digitales actúan como interfase entre el mundo digital y el mundo físico sobre el que se realizan las medidas, esencialmente analógico.

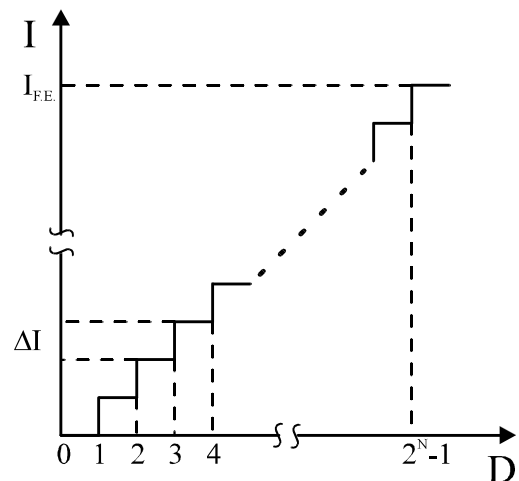
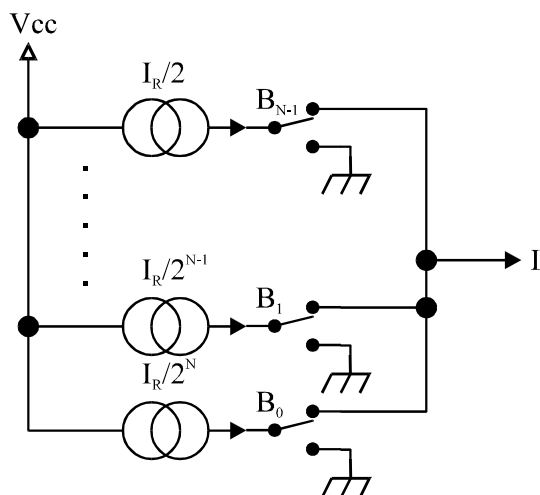
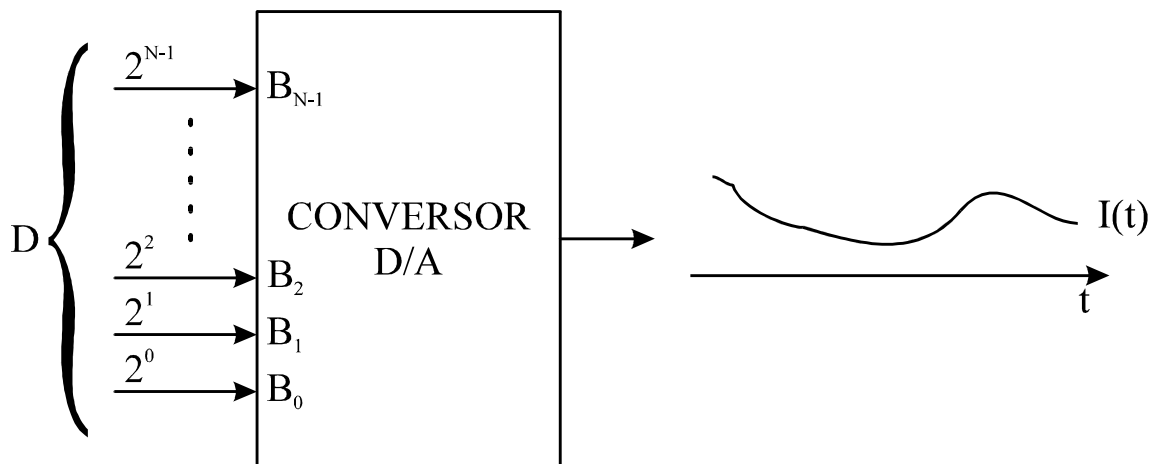


Este tipo de configuración para sistemas de instrumentación, en la que una parte cada vez más importante del procesado, almacenamiento y presentación de las señales se hace digitalmente, va extendiendo su rango de aplicación incluso a los sistemas más sencillos, debido a la drástica reducción en tamaño, peso, consumo y coste de los sistemas digitales, y de los propios conversores analógico-digitales.

CONVERSIÓN ANALÓGICO-DIGITAL (II) CONVERSORES D/A (I)

⇒ *Los conversores digital-analógico convierten un valor digital de N bits aplicado a su entrada en un valor proporcional de tensión o, más habitualmente de corriente.*

CONVERSORES D/A; PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO



CONVERSIÓN ANALÓGICO-DIGITAL (III)

CONVERSORES D/A (II)

⇒ *Ahora que ya sabemos como funcionan, veamos cuales son las características más importantes de un conversor D/A tal como nos las indican los fabricantes de estos dispositivos.*

CARACTERÍSTICAS DE CONVERSORES D/A

1. **Resolución (ΔI):** es la variación mínima de corriente que se produce entre dos códigos de entrada consecutivos. Su valor absoluto es igual al peso del bit menos significativo, esto es, 1 LSB.

2. **Tiempo de establecimiento (“settling time”):** tiempo que transcurre desde que se produce un cambio en el código de entrada hasta que la salida queda dentro de una banda especificada (usualmente $\pm 1/2$ LSB) alrededor de su valor final.

3. **Errores:** además del error inherente a la resolución limitada, hay otros errores que deben tenerse en cuenta, ya que afectan a la precisión final de la conversión:

- No Linealidad Diferencial (Differential Nonlinearity)
- Error de Ganancia (Full Scale Error / Gain Error)
- Coeficiente de temperatura de la ganancia (Gain Tempco.)

Todos estos errores suelen darse normalizados respecto al peso del bit menos significativo, excepto el coeficiente de temperatura de la ganancia, que suele darse en ppm/°C.

UN EJEMPLO: EL AD9708 (I)



8-Bit, 100 MSPS+ TxDAC® D/A Converter

AD9708*

FEATURES

Member of Pin-Compatible TxDAC Product Family
125 MSPS Update Rate
8-Bit Resolution
Linearity: 1/4 LSB DNL
1/4 LSB INL
Differential Current Outputs
SINAD @ 5 MHz Output: 50 dB
Power Dissipation: 175 mW @ 5 V to 45 mW @ 3 V
Power-Down Mode: 20 mW @ 5 V
On-Chip 1.20 V Reference
Single +5 V or +3 V Supply Operation
Packages: 28-Lead SOIC and 28-Lead TSSOP
Edge-Triggered Latches
Fast Settling: 35 ns Full-Scale Settling to 0.1%

APPLICATIONS

Communications
Signal Reconstruction
Instrumentation

PRODUCT DESCRIPTION

The AD9708 is the 8-bit resolution member of the TxDAC series of high performance, low power CMOS digital-to-analog converters (DACs). The TxDAC family, which consists of pin compatible 8-, 10-, 12-, and 14-bit DACs, was specifically optimized for the transmit signal path of communication systems. All of the devices share the same interface options, small outline package and pinout, thus providing an upward or downward component selection path based on performance, resolution and cost. The AD9708 offers exceptional ac and dc performance while supporting update rates up to 125 MSPS.

The AD9708's flexible single-supply operating range of +2.7 V to +5.5 V and low power dissipation are well suited for portable and low power applications. Its power dissipation can be further reduced to 45 mW, without a significant degradation in performance, by lowering the full-scale current output. In addition, a power-down mode reduces the standby power dissipation to approximately 20 mW.

The AD9708 is manufactured on an advanced CMOS process. A segmented current source architecture is combined with a proprietary switching technique to reduce spurious components and enhance dynamic performance. Edge-triggered input latches and a temperature compensated bandgap reference have been integrated to provide a complete monolithic DAC solution. Flexible supply options support +3 V and +5 V CMOS logic families.

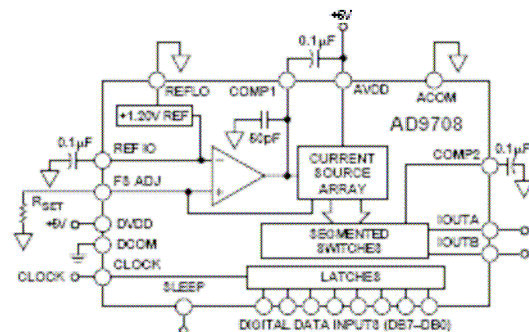
The AD9708 is a current-output DAC with a nominal full-scale output current of 20 mA and > 100 kΩ output impedance.

TxDAC is a registered trademark of Analog Devices, Inc.
*Patent pending.

REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



Differential current outputs are provided to support single-ended or differential applications. The current outputs may be directly tied to an output resistor to provide two complementary, single-ended voltage outputs. The output voltage compliance range is 1.25 V.

The AD9708 contains a 1.2 V on-chip reference and reference control amplifier, which allows the full-scale output current to be simply set by a single resistor. The AD9708 can be driven by a variety of external reference voltages. The AD9708's full-scale current can be adjusted over a 2 mA to 20 mA range without any degradation in dynamic performance. Thus, the AD9708 may operate at reduced power levels or be adjusted over a 20 dB range to provide additional gain ranging capabilities.

The AD9708 is available in 28-lead SOIC and 28-lead TSSOP packages. It is specified for operation over the industrial temperature range.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD9708 is a member of the TxDAC product family, which provides an upward or downward component selection path based on resolution (8 to 14 bits), performance and cost.
2. Manufactured on a CMOS process, the AD9708 uses a proprietary switching technique that enhances dynamic performance well beyond 8- and 10-bit video DACs.
3. On-chip, edge-triggered input CMOS latches readily interface to +3 V and +5 V CMOS logic families. The AD9708 can support update rates up to 125 MSPS.
4. A flexible single-supply operating range of +2.7 V to +5.5 V and a wide full-scale current adjustment span of 2 mA to 20 mA allows the AD9708 to operate at reduced power levels (i.e., 45 mW) without any degradation in dynamic performance.
5. A temperature compensated, 1.20 V bandgap reference is included on-chip providing a complete DAC solution. An external reference may be used.
6. The current output(s) of the AD9708 can easily be configured for various single-ended or differential applications.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

UN EJEMPLO: EL AD9708 (II)

AD9708—SPECIFICATIONS

DC SPECIFICATIONS (T_{MIN} to T_{MAX} , $AVDD = +5$ V, $DVDD = +5$ V, $I_{OUTFS} = 20$ mA, unless otherwise noted)

| Parameter | Min | Typ | Max | Units |
|---|---|------|--------|---------------|
| RESOLUTION | 8 | | | Bits |
| MONOTONICITY | GUARANTEED OVER SPECIFIED TEMPERATURE RANGE | | | |
| DC ACCURACY ¹ | | | | |
| Integral Linearity Error (INL) | -1/2 | ±1/4 | +1/2 | LSB |
| Differential Nonlinearity (DNL) | -1/2 | ±1/4 | +1/2 | LSB |
| ANALOG OUTPUT | | | | |
| Offset Error | -0.025 | | +0.025 | % of FSR |
| Gain Error (Without Internal Reference) | -10 | ±2 | +10 | % of FSR |
| Gain Error (With Internal Reference) | -10 | ±1 | +10 | % of FSR |
| Full-Scale Output Current ² | 2.0 | | 20.0 | mA |
| Output Compliance Range | -1.0 | | 1.25 | V |
| Output Resistance | | 100 | | kΩ |
| Output Capacitance | | 5 | | pF |
| REFERENCE OUTPUT | | | | |
| Reference Voltage | 1.08 | 1.20 | 1.32 | V |
| Reference Output Current ³ | | 100 | | nA |
| REFERENCE INPUT | | | | |
| Input Compliance Range | 0.1 | | 1.25 | V |
| Reference Input Resistance | | 1 | | MΩ |
| Small Signal Bandwidth (w/o C_{COMP1}) ⁴ | | 1.4 | | MHz |
| TEMPERATURE COEFFICIENTS | | | | |
| Offset Drift | | 0 | | ppm of FSR/°C |
| Gain Drift (Without Internal Reference) | | ±50 | | ppm of FSR/°C |
| Gain Drift (With Internal Reference) | | ±100 | | ppm of FSR/°C |
| Reference Voltage Drift | | ±50 | | ppm/°C |
| POWER SUPPLY | | | | |
| Supply Voltages | | | | |
| AVDD ⁵ | 2.7 | 5.0 | 5.5 | V |
| DVDD | 2.7 | 5.0 | 5.5 | V |
| Analog Supply Current (I_{AVDD}) | | 25 | 30 | mA |
| Digital Supply Current (I_{DVDD}) ⁶ | | 3 | 6 | mA |
| Supply Current Sleep Mode (I_{AVDD}) | | | 8.5 | mA |
| Power Dissipation ⁶ (5 V, $I_{OUTFS} = 20$ mA) | | 140 | 175 | mW |
| Power Dissipation ⁷ (5 V, $I_{OUTFS} = 20$ mA) | | 190 | | mW |
| Power Dissipation ⁷ (3 V, $I_{OUTFS} = 2$ mA) | | 45 | | mW |
| Power Supply Rejection Ratio—AVDD | -0.4 | | +0.4 | % of FSR/V |
| Power Supply Rejection Ratio—DVDD | -0.025 | | +0.025 | % of FSR/V |
| OPERATING RANGE | -40 | | +85 | °C |

NOTES

¹Measured at IOUTA, driving a virtual ground.

²Nominal full-scale current, I_{OUTFS} , is 32 × the I_{REF} current.

³Use an external buffer amplifier to drive any external load.

⁴Reference bandwidth is a function of external cap at COMP1 pin.

⁵For operation below 3 V, it is recommended that the output current be reduced to 12 mA or less to maintain optimum performance.

⁶Measured at $f_{CLK} = 50$ MSPS and $f_{OUT} = 1.0$ MHz.

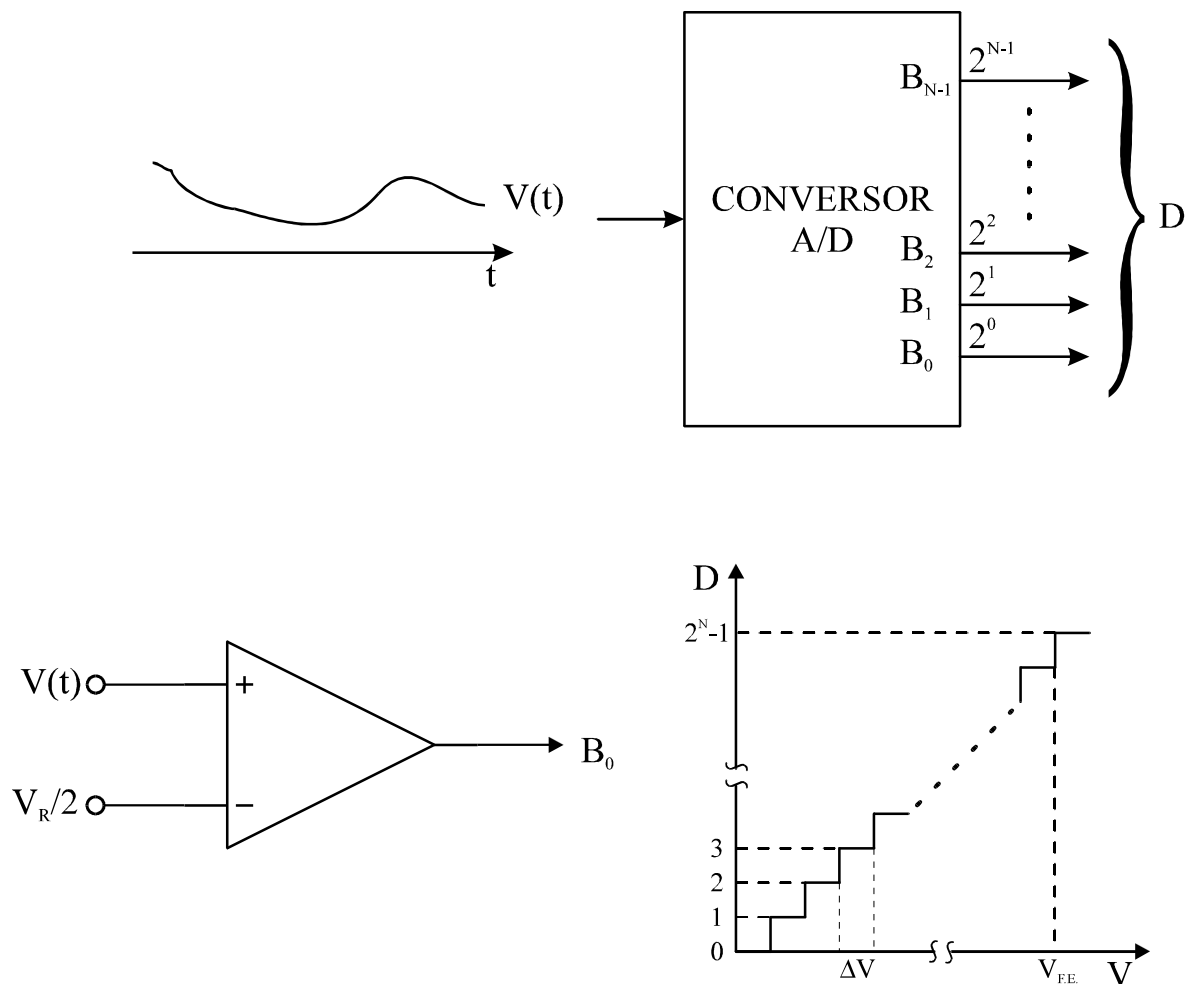
⁷Measured as unbuffered voltage output into 50 Ω R_{LOAD} at IOUTA and IOUTB, $f_{CLK} = 100$ MSPS and $f_{OUT} = 40$ MHz.

Specifications subject to change without notice.

CONVERSIÓN ANALÓGICO-DIGITAL (IV) CONVERSORES A/D (I)

⇒ *Los conversores A/D convierten una señal analógica de entrada, generalmente de tensión, en un número binario de N bits que representa el valor de la señal de entrada.*

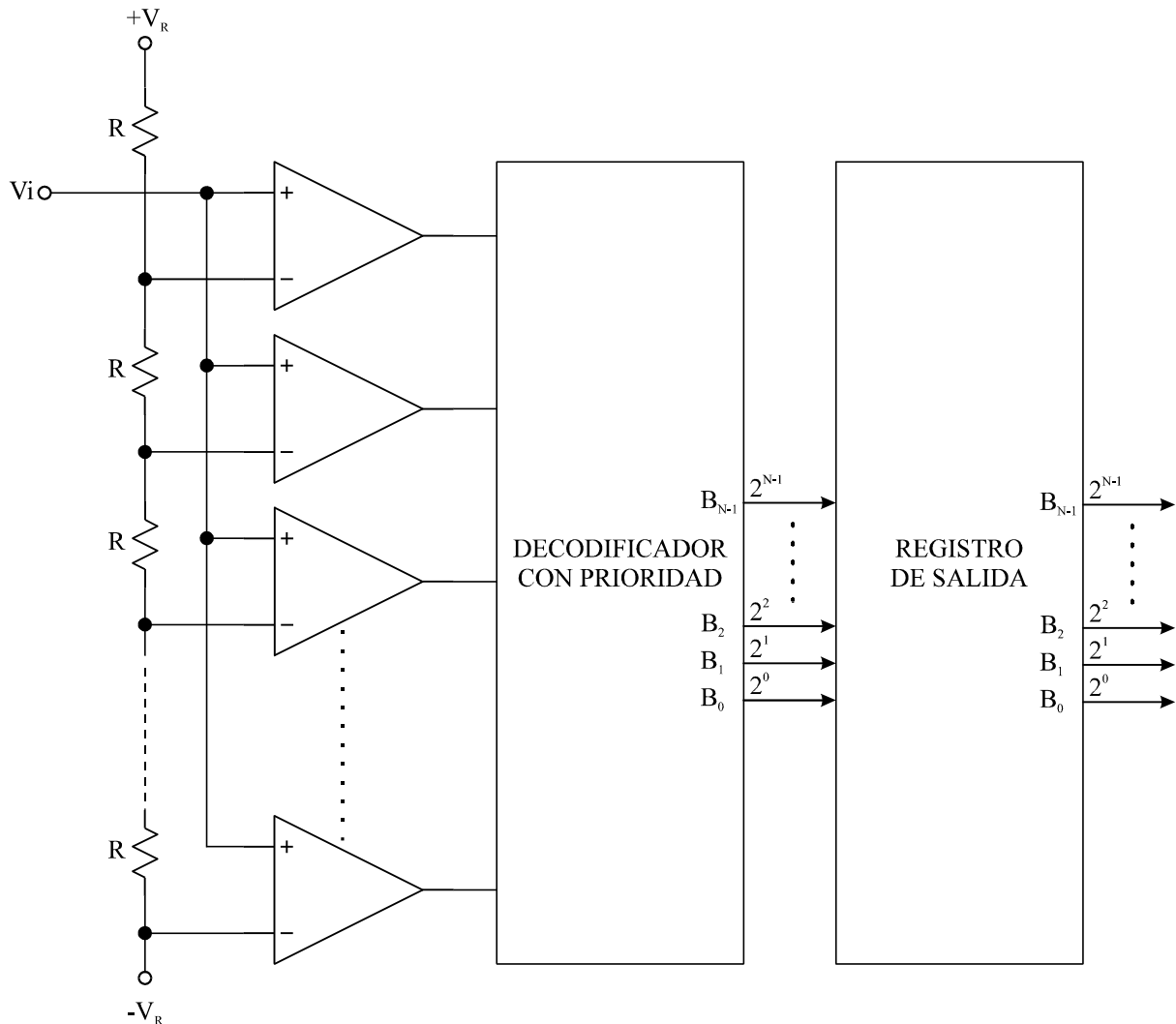
CONVERSORES A/D: PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO



Aunque las implementaciones reales son complejas, la base de los conversores A/D que estudiaremos, es comparar la señal de entrada con una referencia. Según el modo en que se efectúe dicha comparación, tendremos diferentes tipos de conversores A/D.

CONVERSIÓN ANALÓGICO-DIGITAL (V) CONVERSORES A/D (II)

CONVERSORES “FLASH”

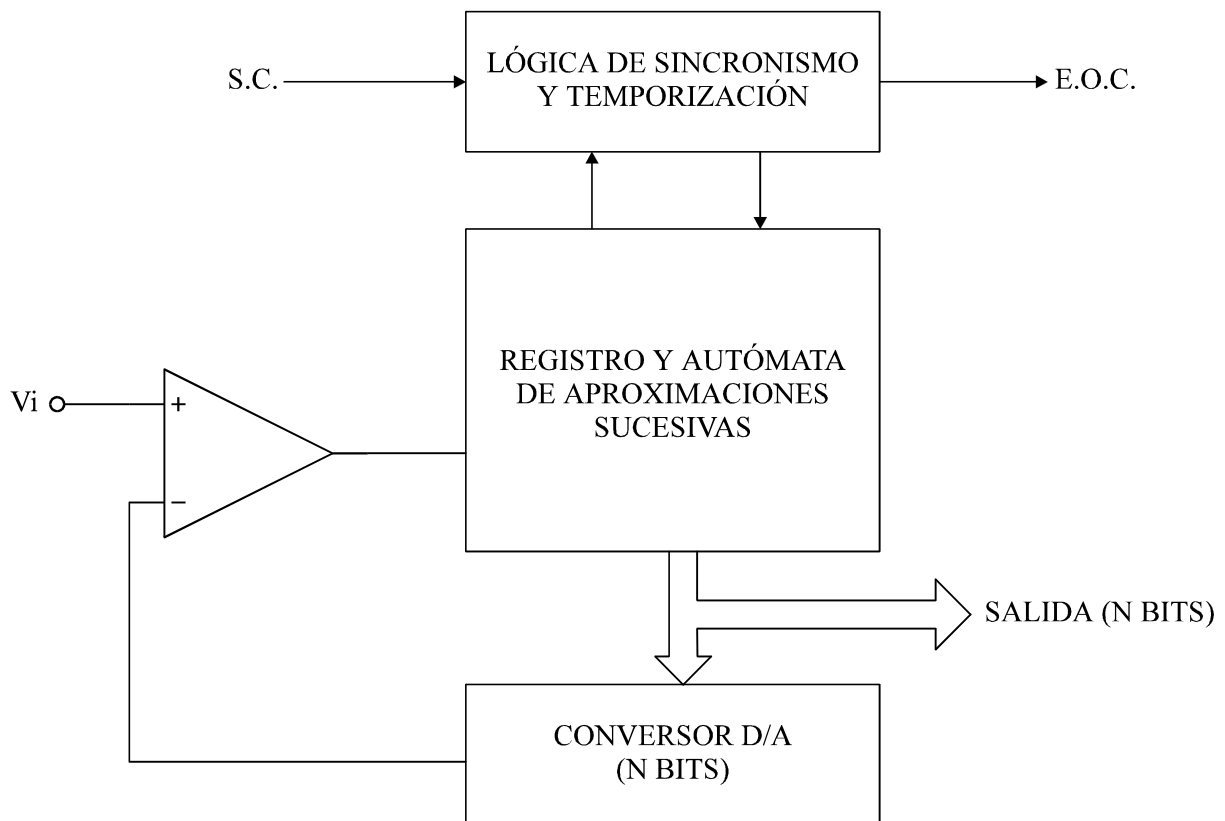


CARACTERÍSTICAS

- Son muy rápidos. ☺
- Requieren $2^N - 1$ comparadores de precisión. ☹

CONVERSIÓN ANALÓGICO-DIGITAL (VI) CONVERSORES A/D (III)

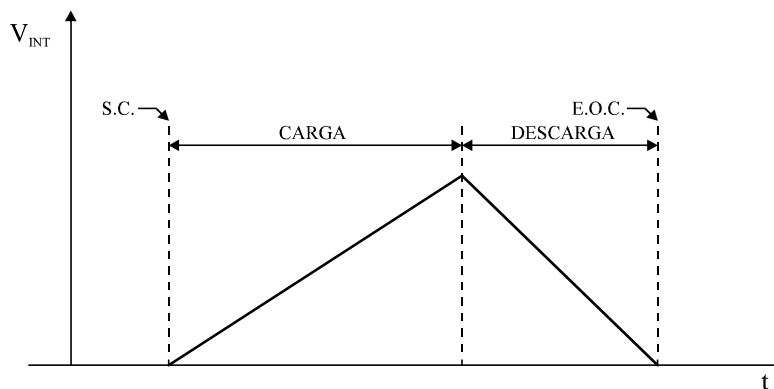
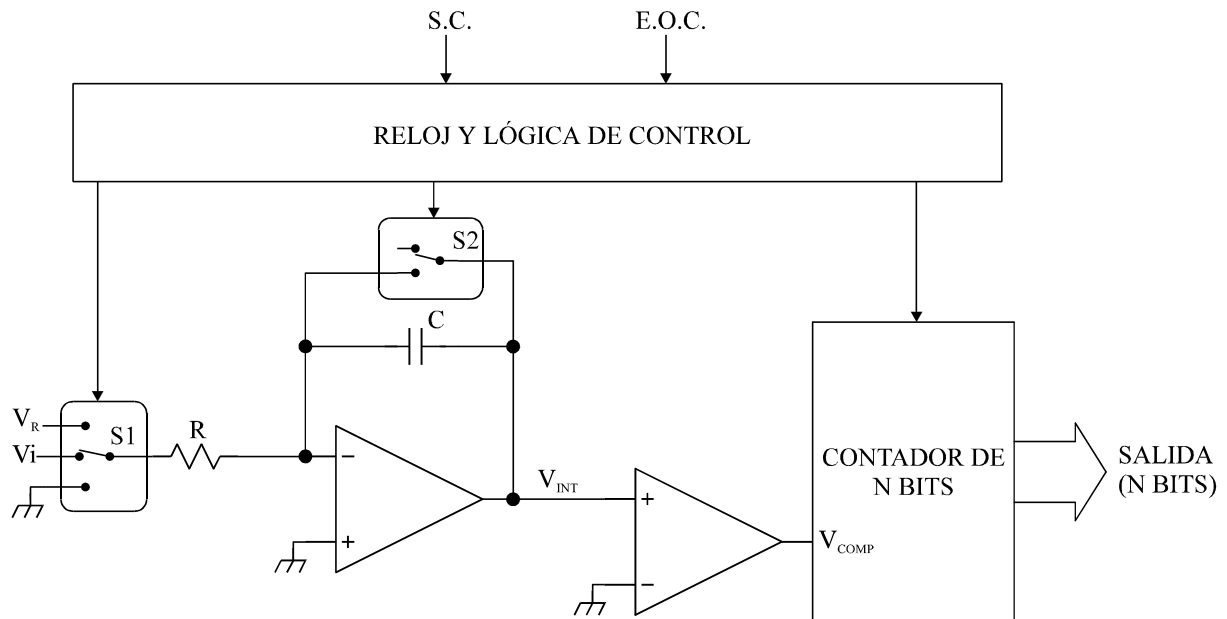
CONVERSORES DE APROXIMACIONES SUCESIVAS



- Sólo necesitan un comparador de precisión. 😊
- Son más lentos que los flash. ☹️

CONVERSIÓN ANALÓGICO-DIGITAL (VII) CONVERSORES A/D (IV)

CONVERSORES DE DOBLE RAMPA



- Sólo necesitan un comparador de precisión, que además sólo tiene que detectar los pasos por cero. 😊 😊
- Son muy lentos. 😞 😞

CONVERSIÓN ANALÓGICO-DIGITAL (VIII)

CONVERSORES D/A (V)

⇒ *Ahora que ya sabemos como funcionan, veamos cuales son las características más importantes de un conversor A/D tal como nos las indican los fabricantes de estos dispositivos.*

CARACTERÍSTICAS DE CONVERSORES D/A

1. **Resolución (ΔV):** es la variación de tensión a la entrada que corresponde al salto entre entre dos valores consecutivos de la salida. Su valor absoluto es igual al peso del bit menos significativo, esto es, 1 LSB.

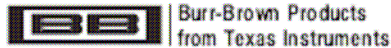
2. **Tiempo de conversión o frecuencia de muestreo:** tiempo que tarda el conversor en realizar una conversión completa. Es fundamental adaptar esta velocidad de conversión a la velocidad de variación esperada para la señal de entrada.

3. **Errores:** además del error inherente a la resolución limitada, hay otros errores que deben tenerse en cuenta, ya que afectan a la precisión final de la conversión:

- No Linealidad Diferencial (Differential Nonlinearity).
- Error de Ganancia (Full Scale Error / Gain Error).
- Coeficiente de temperatura de la ganancia (Gain Tempco.).
- No linealidad integral (Integral nonlinearity).
- Error de cero (Zero error / offset error) .
- Error Total (Total unadjusted error).

Todos estos errores suelen darse normalizados respecto al peso del bit menos significativo, excepto el coeficiente de temperatura de la ganancia, que suele darse en ppm/°C.

UN EJEMPLO: EL ADS8515 (I)



ADS8515

SLAS460A—JUNE 2007—REVISED NOVEMBER 2007

16-BIT 250-KSPS SAMPLING CMOS ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER

FEATURES

- Standard ± 10 -V Input Range
- 90-dB Min SNR with 20-kHz Input
- ± 2.0 LSB Max INL
- ± 1 LSB Max DNL, 16-Bits No Missing Code
- 5-V Analog Supply, Flexible I/O Supply Voltage at 1.65 V to 5.25 V
- Pin-Compatible With ADS7805/10 (Low Speed), and 12-Bit ADS7804/8504
- Uses Internal or External Reference
- Full Parallel Data Output
- 100-mW Typ Power Dissipation at 250 KSPS
- 28-Pin SSOP Package

DESCRIPTION

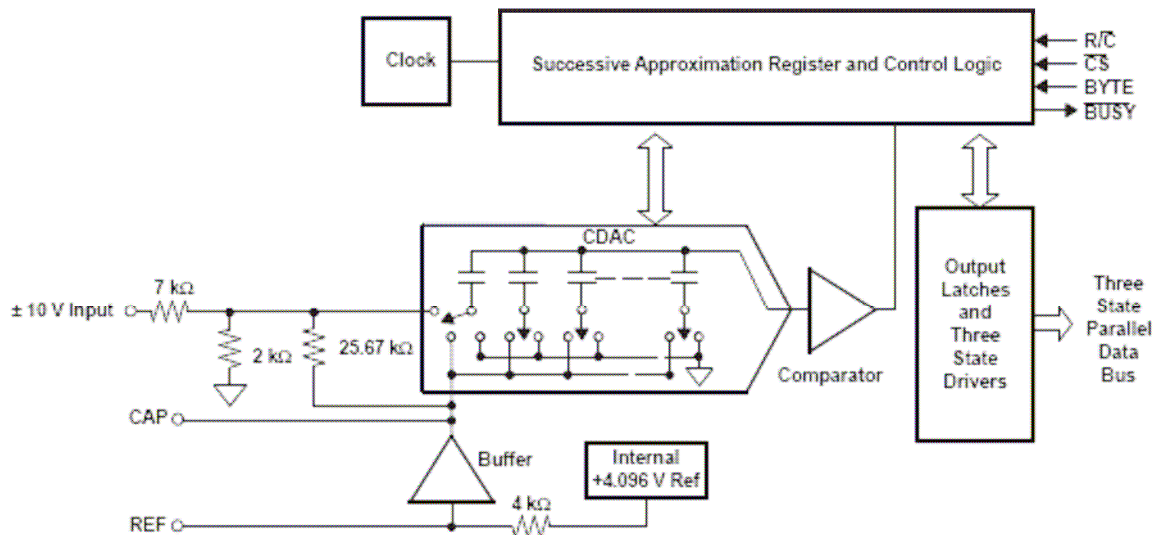
The ADS8515 is a complete 16-bit sampling A/D converter using state-of-the-art CMOS structures. It contains a complete 16-bit, capacitor-based, SAR A/D with S/H, reference, clock, interface for microprocessor use, and 3-state output drivers.

The ADS8515 is specified at a 250-kHz sampling rate over the full temperature range. Precision resistors provide an industry standard ± 10 -V input range, while the innovative design allows operation from a single +5-V supply, with power dissipation under 100 mW.

The ADS8515 is available in a 28-pin SSOP package and is fully specified for operation over the industrial -40°C to 85°C temperature range.

APPLICATIONS

- Industrial Process Control
- Data Acquisition Systems
- Digital Signal Processing
- Medical Equipment
- Instrumentation



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2007, Texas Instruments Incorporated

UN EJEMPLO: EL ADS8515 (II)

ADS8515



SLAS460A—JUNE 2007—REVISED NOVEMBER 2007



These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

T_A = -40°C to 85°C, f_s = 250 kHz, V_{DD} = V_{ANA} = 5 V, using internal reference (unless otherwise noted)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | ADS8515I | | | ADS8515IB | | | UNIT | |
|---|--|-------------------------|-------|-------|-----------|-------|-------|--------------------|----|
| | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | | |
| Resolution | | | | 16 | | | 16 | Bits | |
| ANALOG INPUT | | | | | | | | | |
| Voltage range | | | ±10 | | | ±10 | | V | |
| Impedance | | | 8.885 | | | 8.885 | | kΩ | |
| Capacitance | | | 75 | | | 75 | | pF | |
| THROUGHPUT SPEED | | | | | | | | | |
| Conversion cycle time | Acquire and convert | | | 4 | | | 4 | μs | |
| Throughput rate | | 250 | | | 250 | | | kHz | |
| DC ACCURACY | | | | | | | | | |
| INL | Integral linearity error | | -3 | 3 | | -2 | 2 | LSB ⁽¹⁾ | |
| DNL | Differential linearity error | | -1 | 2 | | -1 | 1 | LSB ⁽¹⁾ | |
| | No missing codes | | 16 | | | 16 | | Bits | |
| | Transition noise ⁽²⁾ | | 0.67 | | | 0.67 | | LSB | |
| AC ACCURACY | | | | | | | | | |
| Full-scale error ⁽³⁾⁽⁴⁾ | Int. Ref. | -0.5 | | 0.5 | -0.25 | | 0.25 | %FSR | |
| Full-scale error drift | Int. Ref. | | ±7 | | | ±7 | | ppm/°C | |
| Full-scale error ⁽³⁾⁽⁴⁾ | Ext. 4.096-V Ref. | -0.25 | | 0.25 | -0.1 | | 0.1 | %FSR | |
| Full-scale error drift | Ext. 4.096-V Ref. | | ±2 | | | ±2 | | ppm/°C | |
| Bipolar zero error ⁽⁵⁾ | | -4 | | 4 | -2 | | 2 | mV | |
| Bipolar zero error drift | | | ±2 | | | ±2 | | ppm/°C | |
| Power supply sensitivity (V _{max} = V _{DD} = V _{DD}) | +4.75 V < V _{DD} < +5.25 V | -8 | | 8 | -8 | | 8 | LSB | |
| AC ACCURACY | | | | | | | | | |
| SFDR | Spurious-free dynamic range | f _s = 20 kHz | 95 | 102 | | 97 | 102 | dB ⁽⁶⁾ | |
| THD | Total harmonic distortion | f _s = 20 kHz | -100 | -94 | | -100 | -98 | dB | |
| SINAD | Signal-to-(noise+distortion) | f _s = 20 kHz | 87 | 91 | | 89 | 91 | dB | |
| | | -60-dB input | | 30 | | 32 | | dB | |
| SNR | Signal-to-noise ratio | f _s = 20 kHz | 88 | 92 | | 90 | 92 | dB | |
| | Full-power bandwidth ⁽⁶⁾ | | | 500 | | | 500 | kHz | |
| SAMPLING DYNAMICS | | | | | | | | | |
| | Aperture delay | | 6 | | | 6 | | ns | |
| | Transient response | FS Step | | 2 | | 2 | | μs | |
| | Overvoltage recovery ⁽⁷⁾ | | 150 | | | 150 | | ns | |
| REFERENCE | | | | | | | | | |
| | Internal reference voltage | | 4.076 | 4.096 | 4.116 | 4.076 | 4.096 | 4.116 | V |
| | Internal reference source current (must use external buffer) | | 1 | | | 1 | | μA | |
| | Internal reference drift | | | 8 | | | 8 | ppm/°C | |
| | External reference voltage range for specified linearity | | 3.9 | 4.096 | 4.2 | 3.9 | 4.096 | 4.2 | V |
| | External reference current drain | Ext. 4.096-V Ref. | | | 100 | | | 100 | μA |

CONVERSIÓN ANALÓGICO-DIGITAL (IX)

CIRCUITOS AUXILIARES

⇒ Es habitual que, en los sistemas de instrumentación que los incorporan, los circuitos de conversión que se han descrito hasta aquí, aparezcan complementados con otros circuitos auxiliares.

CIRCUITOS DE MUESTREO Y RETENCIÓN (“SAMPLE AND HOLD”)

MULTIPLEXORES ANALÓGICOS